

PENGENDALIAN MOTOR SINKRON MAGNET PERMANEN MENGGUNAKAN DIRECT MODEL REFERENCE ADAPTIVE CONTROL DAN ADAPTIVE FIELD WEAKENING CONTROL

Tajuddin Hamdani *

Abstract

This paper present an approach for adaptive control of the surface mounted permanent magnet synchronous motor (PSMS) over its entire speed range. This requires coordination of direct and quadrature axis currents i_d , i_q . Direct model reference adaptive control is responsible for the control of quadrature axis current. Direct axis current is controlled by an adaptive field weakening approach at elevated speeds where the inverter is in voltage saturation. The developed adaptive field weakening scheme is able to determine the right amount of i_d at any operation conditions without the knowledge of load torque, motor or inverter parameters.

Keywords: MSMP, adaptive control, field weakening, fluks, DMRAC.

Abstrak

Paper ini akan membahas sebuah pendekatan kendali adaptive untuk Motor sinkron magnet permanen (MSMP) tipe surface mounted dalam seluruh rentang kecepatannya. Pendekatan ini membutuhkan koordinasi antara arus sumbu direct i_d dan arus sumbu quadratur i_q . Direct Model Reference Adaptive Control digunakan untuk mengendalikan arus sumbu quadratur. Sedangkan arus sumbu direct dikendalikan dengan pendekatan Adaptive Field Weakening pada saat kecepatan bertambah dimana inverter dalam kondisi saturasi. Skema kendali dari Adaptive Field Weakening yang dikembangkan dapat menentukan besar i_d yang tepat pada sembarang kondisi operasi tanpa perlu mengetahui torka beban, parameter motor atau inverter.

Kata kunci: MSMP, adaptive control, field weakening, fluks, DMRAC

1. Pendahuluan

Motor Sinkron Magnet Permanen (MSMP) banyak digunakan dalam aplikasi penggerak servo yang mensyaratkan respon dinamik yang cepat seperti robotika dan kendaraan listrik karena kelebihan yang dimilikinya dibandingkan dengan motor induksi seperti efisiensi, rasio torka terhadap inersia dan kerapatan daya yang tinggi, ukuran lebih kecil dan bebas dari pemeliharaan. Dalam aplikasi tertentu, MSMP harus dapat dioperasikan dalam rentang kecepatan yang lebar mulai dari kecepatan rendah dibawah kecepatan dasar sampai melebihi kecepatan dasar.

Pengendalian motor di bawah kecepatan dasar umumnya dapat dilakukan dengan mengatur tegangan masukan. Namun untuk kondisi diatas

kecepatan dasar, hal ini tidak bisa dilakukan, karena ketika motor mencapai kecepatan dasar, inverter yang mensuplai tegangan ke terminal stator mulai mengalami saturasi tegangan, sehingga kecepatan motor tidak bisa lagi dinaikkan. Untuk mengoperasikan motor diatas kecepatan dasar maka fluks medan harus diperlemah. Namun pelemahan fluks tidak bisa dilakukan secara langsung karena medan dibangkitkan oleh magnet permanen. Sehingga pengendalian torka dan fluks harus dilakukan dengan cara mengendalikan arus stator secara decouple, yaitu membagi arus stator menjadi dua komponen sumbu, yaitu arus sumbu *direct* dan arus sumbu *quadratur*. Kedua komponen arus stator ini dikendalikan

* Staf Pengajar Jurusan D3 Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Tadulako, Palu

untuk mengendalikan torka dan kecepatan motor.

Paper ini membahas pendekatan kendali adaptive untuk mengendalikan kedua komponen arus stator ini. Yaitu *Direct Model Reference Adaptive Control* untuk mengendalikan arus sumbu *quadratur*. Dan *Adaptive Field Weakening Control* untuk mengendalikan arus sumbu *direct* pada saat kecepatan bertambah dimana inverter dalam kondisi saturasi.

2. Tinjauan Pustaka

2.1 Motor Sinkron Magnet Permanen (MSMP)

Motor sinkron magnet permanen (MSMP) merupakan suatu solusi yang sangat menarik untuk penggerak servo dalam kisaran kilo Watt. Stator pada MSMP mirip dengan motor induksi, sedangkan rotornya merupakan magnet permanen sehingga tidak ada arus magnetisasi.

Ada dua tipe utama MSMP di pasaran. Yang pertama adalah motor magnet interior (MI). Motor ini mampu menghasilkan torka reluktansi selain torka mutual. Torka reluktansi dihasilkan oleh struktur yang menonjol dalam lintasan-lintasan magnetik sumbu *quadratur* (*q*) dan sumbu *direct* (*d*). Torka magnetik dihasilkan oleh interaksi medan magnet dan arus stator. Karena torka reluktansi yang besar maka memungkinkan untuk dilakukan pelemahan medan. Yang lain adalah tipe permukaan (*surface mounted*). Motor tipe ini memiliki struktur yang kecil dengan unjuk kerja yang sangat baik dan sangat efektif dalam aplikasi-aplikasi industri dengan daya yang tinggi. Dalam penelitian ini digunakan MSMP enam kutub tipe permukaan.

2.2 Model Motor Sinkron Magnet Permanen

Model perilaku dinamis MSMP dibutuhkan untuk mendukung pengembangan sistem pengendalian. Persamaan dinamik belitan tiga fasa yang menghubungkan tegangan terminal ke fluks linkup dan arus fasa adalah:

$$\frac{d\lambda_{abc}(i_{abc}, \theta)}{dt} = -Ri_{abc} + v_{abc} \dots\dots\dots(1)$$

$$\lambda_{abc} = L(\theta)i_{abc} + k(\theta) \dots\dots\dots(2)$$

dimana $L(\theta)$ dan $k(\theta)$ dan θ berturut-turut adalah induktansi, konstanta ggl lawan posisi rotor. Karena permeabilitas relatif dari magnet permanen mendekati nilai satu induktansi fasa nominal dan tak tergantung posisi rotor, maka fluks linkup didefinisikan sebagai:

$$\lambda_{abc} = \begin{bmatrix} L_a & L_{ba} & L_{ca} \\ L_{ba} & L_b & L_{cb} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} i_{abc} + \begin{bmatrix} K \cos(P\theta) \\ K \cos\left(P\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ K \cos\left(P\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \dots\dots(3)$$

Dimana P adalah jumlah pasangan kutub magnetik.

Karena $L_a = L_b = L_c = L$, $L_{ab} = L_{ca} = L_{cb} = M$, $i_a + i_b + i_c = 0$ dan $Mi_b + Mi_c = -Mi_a$, maka:

$$\lambda_{abc} = \begin{bmatrix} L_T & 0 & 0 \\ 0 & L_T & 0 \\ 0 & 0 & L_T \end{bmatrix} i_{abc} + \begin{bmatrix} K \cos(P\theta) \\ K \cos\left(P\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ K \cos\left(P\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4)$$

Dimana $L_T = L - M$. Dengan menggabungkan persamaan 1 dan 4, maka persamaan dinamik elektrik dapat ditulis :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_T & 0 & 0 \\ 0 & L_T & 0 \\ 0 & 0 & L_T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -KP \sin(P\theta) \\ -KP \sin\left(P\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -KP \sin\left(P\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(5)$$

Sedangkan persamaan dinamik mekanik adalah:

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_l - B_\omega \dots\dots\dots(6)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \dots\dots\dots(7)$$

Dimana T_e adalah torka elektromagnetik yang dapat dinyatakan sebagai:

$$T_e = \frac{1}{2} i_{abc}^T \frac{dL(\theta)}{d\theta} i_{abc} + i_{abc}^T \frac{dk(\theta)}{d\theta} + v(\theta) \dots(8)$$

Bagian pertama persamaan (8) adalah torka reluktansi dan nilainya nol untuk MSMP *non-salient*. $v(\theta)$ merupakan torka roda penggerak dan nilainya sangat kecil disebabkan oleh ketidaksimetrian laminasi stator sehingga persamaan torka dapat disederhanakan menjadi:

$$T_e = i_{abc}^T \frac{dk(\theta)}{d\theta} \dots\dots\dots(9)$$

Dengan menerapkan transformasi dua fasa ke dq, maka sistem dinamik elektrik dalam kerangka referensi rotor dapat ditulis menjadi :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L_T \frac{d}{dt} & -L_T P \omega \\ \omega L_T P & R + L_T \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \sqrt{\frac{3}{2}} KP \end{bmatrix} \dots\dots\dots(10)$$

Torka elektromagnetik dalam kerangka dq adalah :

$$T_e = \sqrt{\frac{3}{2}} KP i_q \dots\dots\dots(11)$$

2.3 Operasi pada Zona Daya Konstan

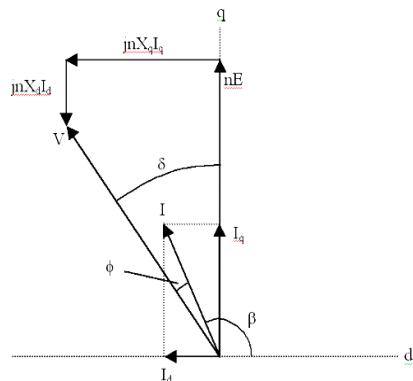
Berdasarkan model ruang fasor MSMP, pengendalian torka dan fluks motor secara terpisah (*decouple*) dilakukan dengan mengendalikan komponen i_{ds} dan i_{qs} dari arus stator i_s .

Persamaan fluks lingkup diberikan oleh :

$$[\Psi_{ds}(t) + j \Psi_{qs}(t)] e^{j\epsilon(t)} = L_s [i_{ds}(t) + j i_{qs}(t)] e^{j\epsilon(t)} + \lambda_f e^{j\epsilon(t)} \dots\dots\dots(12)$$

Pengaturan torka dilakukan dengan mengendalikan magnitud i_{qs} dan efek pelemahan medan (*field weakening*) dilakukan dengan mengendalikan magnitud i_{ds} .

Pengoperasian motor secara optimal dilakukan di bawah kecepatan dasar, dimana tegangan cukup tersedia dari inverter untuk mensuplai belitan stator. Akan tetapi di atas kecepatan dasar (zona daya konstan), ggl yang terinduksi bertambah secara proporsional dengan kecepatan rotor (fluks eksitasi tetap konstan). Jika kecepatan dinaikkan maka tegangan terminal mesti juga dinaikkan untuk menselaraskan ggl stator. Kenaikan tegangan stator membutuhkan penambahan *rating* tegangan dari inverter yang digunakan. Akan tetapi inverter mempunyai batasan tegangan tertinggi yang tidak dapat dicapai. Sehingga untuk membatasi tegangan terminal mesin pada batasan tertinggi tegangan inverter, pelemahan medan (*field weakening*) harus dilakukan. Pelemahan medan secara langsung tidaklah mungkin karena eksitasi diperoleh dari magnet permanen. Akan tetapi, efek yang sama dapat dicapai dengan menambahkan suatu arus sumbu-d negatif, seperti



Gambar 1. Diagram fasor selama operasi *field weakening*

Dengan menghilangkan unsur $e^{j\omega t}$ di kedua sisi dan memisahkan bagian real dan imajiner, maka fluks lingkup sumbu d dan q diberikan oleh :

$$\Psi_{ds}(t) = L_s i_{ds}(t) + \lambda_f \dots\dots\dots(13)$$

$$\Psi_{qs}(t) = L_s i_{qs}(t) \dots\dots\dots(14)$$

Persamaan (14) menyatakan bahwa arus sumbu d negatif mengurangi fluks lingkup sumbu d , yang berarti melemahkan medan.

Magnitud arus stator yang merupakan jumlah vektor komponen arus sumbu d dan sumbu q , akan bertambah jika mesin dikendalikan untuk menimbulkan torka yang sama seperti pada kecepatan dasar. Untuk membatasi arus stator pada nilai yang tepat, komponen i_{qs} dari arus stator harus dikurangi sedemikian rupa sehingga :

$$I_{ds}^2 + I_{qs}^2 \leq I_{\max}^2 \dots\dots\dots(15)$$

Dimana I_{\max} adalah nilai RMS dari arus stator.

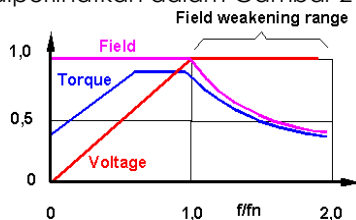
Supaya motor beroperasi di zona daya konstan, maka :

$$\omega_r T_e = \omega_{rb} T_b \dots\dots\dots(16)$$

dimana ω_r adalah kecepatan angular di atas kecepatan dasar ω_{rb} dan T_b adalah torka dasar yang ditentukan pada kecepatan dasar ω_{rb} . Karena torka berbanding lurus dengan i_{qs} , maka persamaan (16) dapat ditulis kembali menjadi :

$$i_{qs} = (\omega_{rb}/\omega) i_{qs, \text{rated}} \dots\dots\dots(17)$$

Dimana i_{qs} adalah komponen sumbu q dari arus stator pada kecepatan ω dan $i_{qs, \text{rated}}$ adalah arus stator untuk torka yang ditentukan pada kecepatan dasar. Karakteristik torka-kecepatan dari motor diperlihatkan dalam Gambar 2



Gambar 2. Karakteristik Torka – kecepatan MSMP

2.4 Strategi pengendalian

Rancangan kendali dari MSMP dimulai dengan kendali kecepatan variabel. Perbedaan skala waktu sistem mekanik dan elektrik memungkinkan kita untuk menggunakan kendali multi-loop. Pengendalian ini dilakukan dengan mengoperasikan secara serempak dari tiga pengendali yaitu (1) kendali *direct model reference adaptive control* (DMRAC), (2) *adaptive field weakening control*, dan (3) sebuah *regulator arus*. DMRAC digunakan untuk loop kendali kecepatan. Loop bagian luar membentuk arus-arus referensi tiga fasa dan loop arus bagian dalam menghasilkan arus-arus referensi ini melalui inverter sumber tegangan. DMRAC mengendalikan kecepatan dengan arus sumbu q yang diinginkan. Arus sumbu d diperlukan untuk operasi kecepatan tinggi dimana inverter dalam keadaan saturasi tegangan. Gambar 3 memperlihatkan diagram blok umum dari sistem penggerak MSMP.

2.5 Algoritma DMRAC

Ada dua tipe dasar algoritma adaptif, yaitu *teknik direct* dan *teknik indirect*. Teknik adaptif *indirect* membutuhkan pengetahuan yang jelas dari parameter *plant*. Teknik *indirect* memperbarui pengendali berdasarkan parameter yang diestimasi (Sepe, 1991). Teknik *direct* merubah gain pengendali berdasarkan *error* antara model dan keluaran sistem. Algoritma *direct adaptive* dapat menangani variasi parameter dalam sistem MSMP (Sozer, 1997).

Persoalan kendali adaptif referensi model invarian waktu linear diambil untuk *plant* :

$$\dot{x}_p(t) = A_p x_p(t) + B_p u_p(t)$$

$$y_p(t) = C_p x_p(t) \dots\dots\dots(18)$$

dimana $x_p(t)$ adalah vektor keadaan ($n \times 1$), $u_p(t)$ adalah vektor kendali ($m \times 1$), $y_p(t)$ adalah vektor keluaran *plant* ($q \times 1$), dan A_p , B_p adalah matrik dengan dimensi yang sesuai untuk memvariasikan parameter. Tujuannya adalah memperoleh kendali $u_p(t)$, tanpa mengetahui secara eksplisit A_p , B_p , sehingga vektor keluaran *plant* $y_p(t)$ mengikuti model referensi :

$$\begin{aligned} \dot{x}_m(t) &= A_m x_m(t) + B_m u_m(t) \\ y_m(t) &= C_m x_m(t) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(19)$$

Model tersebut menggabungkan perilaku *plant* yang diinginkan, tetapi pilihannya tidak dibatasi. Dalam kenyataannya, orde dari *plant* dapat lebih besar daripada orde model referensi.

Hukum kendali adaptif diberikan oleh :

$$u_p(t) = K_e(t)e_y(t) + K_x(t)x_m(t) + K_u(t)u_m(t) \quad \dots\dots\dots(20)$$

Dimana $e_y(t) = y_m(t) - y_p(t)$ dan $K_e(t)$, $K_x(t)$, dan $K_u(t)$ adalah gain-gain adaptif. Dengan mendefinisikan vektor $r(t)$ sebagai :

$$r(t) = [e_y(t) \ x_m(t) \ u_m(t)]^T \quad \dots\dots\dots(21)$$

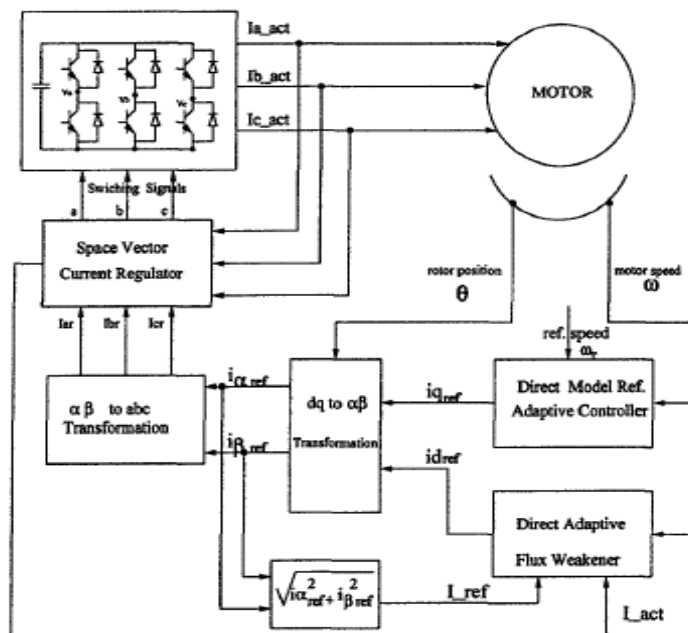
maka kendali $u_p(t)$ ditulis sebagai $u_p(t) = K(t) r(t)$ dengan :

$$K(t) = K_p(t) + K_i(t),$$

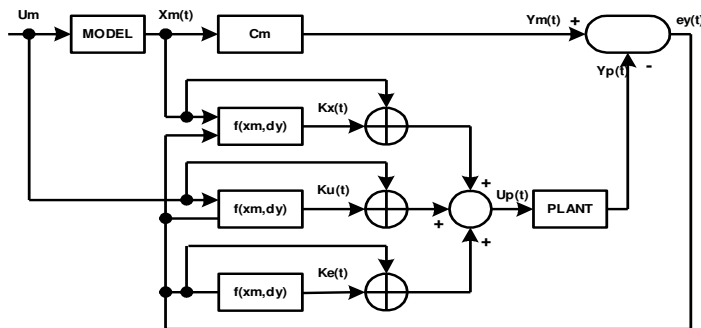
$$K_p(t) = e_y(t)r^T(t)T_p, \quad T_p \geq 0 \quad \dots\dots\dots(22)$$

$$K_i(t) = e_y(t)r^T(t)T_i, \quad T_i > 0$$

T_p dan T_i berturut-turut adalah tetapan proporsional dan integral. Diagram blok dari DMRAC diperlihatkan dalam Gambar 4. Gain-gain dalam pengendali DMRAC menyesuaikan diri untuk mengurangi *error* antara model dan keluaran *plant*. Penyesuaian berhenti bila *error* sudah menjadi nol. Dalam penelitian ini tetapan kendali ditentukan untuk memperoleh keluaran kecepatan yang diinginkan dalam batasan arus maksimum.



Gambar 3. Diagram blok umum dari sistem penggerak MSMP (Sozer, 1998)



Gambar 4. Diagram blok untuk *direct model reference adaptive controller* (DMRAC)

Keadaan *plant* x_p dan keluaran *plant* y_p keduanya sama dengan kecepatan ω , dan kendali adaptif u_p adalah magnitud dari arus i_q . Arus referensi tiga fasa yang dihasilkan tergantung dari posisi rotor θ , magntiud arus i_q dan arus i_d .

Model orde satu dipilih untuk menghasilkan respon kendali cepat. Model yang diinginkan untuk diikuti kecepatan motor dipilih sebagai $A_m = -16$, $B_m = 1$ dan $C_m = 16$ dimana U_m adalah masukan model (kecepatan referensi) dan y_m adalah keluaran model.

2.6 Kendali Pelemahan Medan (Foeld Weakening Control)

Arus i_q dikendalikan untuk menghasilkan torka elektromagnetik yang diperlukan selama inverter dapat mensuplai tegangan yang diperlukan ke terminal fasa motor. Satu-satunya batasan arus di bawah kecepatan dasar motor adalah arus maksimum yang dapat dipikul motor. Magnitud arus fasa diberikan sebagai $I_m^2 = i_d^2 + i_q^2$.

Bertambahnya kecepatan menyebabkan ggl lawan dan tegangan yang dibutuhkan ke motor juga bertambah. Magnitud dari tegangan fasa yang diberikan ke terminal motor adalah:

$$V_a = \sqrt{(P\omega\Phi_a + P\omega L_T i_d)^2 + (P\omega L_T i_q)^2} \quad (23)$$

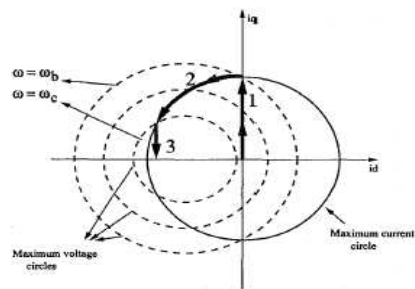
Dimana Φ_a adalah $\sqrt{\frac{3}{2}}K$. Persamaan Lingkaran batas tegangan untuk

kecepatan yang berbeda adiberikan oleh:

$$\left(\frac{V_{lim}}{\omega}\right)^2 = (P\Phi_a + P\omega L_T i_d)^2 + (P L_T i_q)^2 \quad (24)$$

Dimana V_{lim} adalah tegangan maksimum yang tersedia dari inverter.

Gambar 5 memperlihatkan lingkaran batas arus dan tegangan. Garis edar 1 dalam gambar 5 merepresentasikan operasi motor dibawah kecepatan dasar. Garis edar 2 menyatakan operasi di atas kecepatan dasar, dimana penerapan arus sumbu d negatif secara terpisah melawan fluks yang disebabkan oleh magnet rotor. Dengan mengurangi fluks linkup kecepatan motor dapat dinaikkan pada zona daya konstan. Di atas kecepatan kritis ω_c produksi arus pada lingkaran batas arus menjadi tidak mungkin dipertahankan (Sozer, 1998).



Gambar 5. Lingkaran tegangan dan arus maksimum

Permasalahan dalam teknik *field weakening control* adalah menerapkan

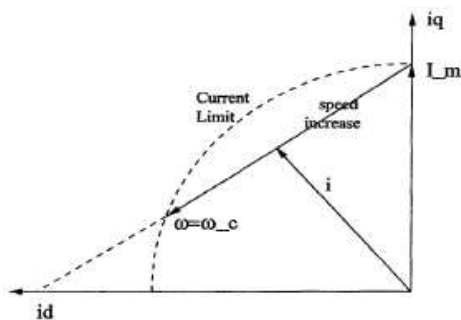
jumlah arus i_d yang tepat pada waktu yang tepat. Jika arus i_d tak cukup, maka inverter menjadi jenuh dan arus fasa yang dibutuhkan tidak dapat dihasilkan. Sebaliknya arus i_d yang berlebihan menaikkan magnitud arus fasa dan menyebabkan inefisiensi dari penggunaan inverter dan motor. Arus i_d yang memenuhi untuk kondisi berbeban dan tanpa beban diberikan oleh:

$$i_a = \frac{-1}{L_T} \left(\Phi_a - \frac{V_{lim}}{P\omega_r} \right) - \frac{-i_q}{L_T I_m} \left(\frac{V_{lim}}{P\omega_b - \Phi_a} \right) \quad \dots(25)$$

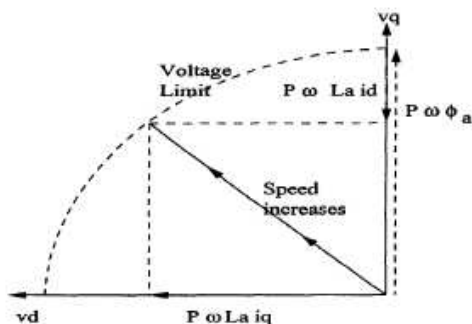
Dimana I_m adalah arus maksimum yang dialirkan dalam belitan. Metoda ini mengasumsikan operasi daya konstan di atas kecepatan dasar dengan

$$i_q = \frac{\omega_b}{\omega_r} I_m.$$

Gambar 6 dan 7 memperlihatkan vektor arus fasa dan vektor tegangan terminal dari motor.



Gambar 6. Vektor arus fasa



Gambar 7. Vektor tegangan terminal

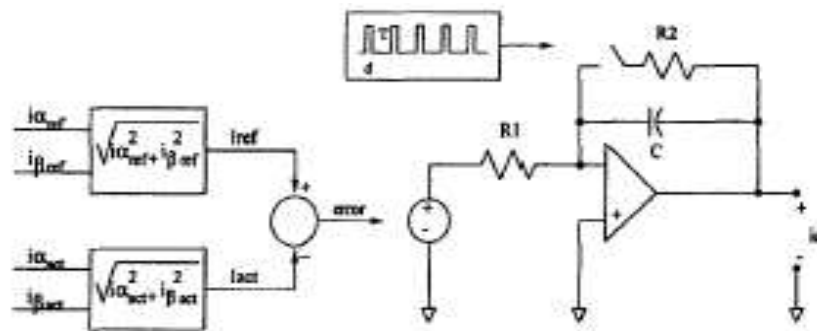
Suatu algoritma kendali yang didasarkan atas perhitungan torka untuk MSMP tipe interior dijelaskan oleh Jahns (1991). *Error* antara torka yang diinginkan dan torka referensi mengendalikan magnitud arus i_d . Algoritma ini sangat tergantung baik pada parameter mesin ataupun torka beban dan kecepatan mesin.

Algoritma kendali adaptif dikembangkan untuk memperoleh nilai arus i_d yang benar dengan menggunakan *error* antara arus aktual dan arus referensi dalam kerangka referensi $\alpha - \beta$ (Sozer, 1998). *Error* antara aktual dan referensi dari arus dua fasa memberikan ukuran kejenuhan inverter. Integrasi dari *error* ini mengendalikan arus i_d . Ketika kecepatan motor atau torka beban berkurang atau parameter motor berubah, maka amplitudo arus i_d harus dapat diturunkan. Informasi ini tidak dapat diperoleh jika perubahan-perubahan ini tidak diestimasi.

Arus i_d dikurangi sedikit demi sedikit dalam periode yang pantas. Integrasi dari *error* menaikkan arus i_d ke nilai sebelumnya dengan cepat setelah setiap langkah reduksi jika tidak ada perubahan dalam kondisi operasi sistem. Jika sistem berubah, *error* tidak akan terjadi sehingga arus i_d berkurang dengan nilai pengurangan yang bertambah sampai ke nilai yang benar. Diagram blok dari *field weakening kontrol* diperlihatkan dalam Gambar 8.

3. Metodologi Penelitian

Teori yang dibahas diuji pada motor MSMP 25 hp. Parameter motor diperoleh dari analisis FEM. Inverter sumber tegangan tiga fasa, algoritma kendali dan model motor disimulasikan. Untuk memperoleh efek saturasi tegangan inverter, maka simulasi pada kondisi kecepatan tinggi dilakukan dengan dua perlakuan, yaitu dengan *field weakening* dan tanpa *field weakening*. Kecepatan diubah-ubah dari 150 rad/det sampai 160 rad/det dengan kenaikan 5 rad/det. Torka beban dibuat konstan pada 140 Nm. Dimana kecepatan dasar = 150 rad/det.



Gambar 8. Diagram blok Adaptive Field Weakening Control (Sozer, 1998)

4. Hasil dan Pembahasan

Hasil yang diperoleh dari simulasi diperlihatkan dalam bentuk gambar-gambar seperti yang ditunjukkan pada gambar 9 sampai 14.

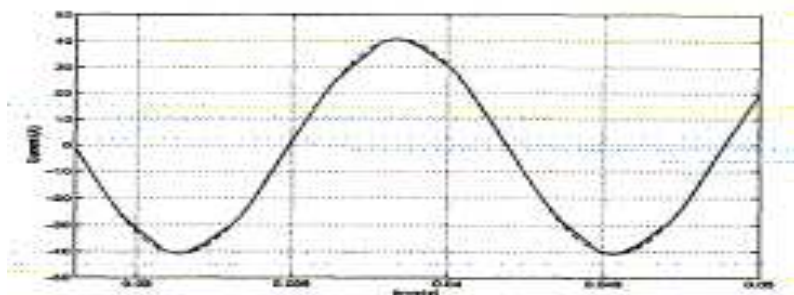
Gambar 9 memperlihatkan arus fasa aktual dan referensi pada kecepatan 150 rad/det dan torka beban 140 Nm. Ketika kecepatan dinaikkan sampai 155 rad/det, inverter mengalami saturasi dan tidak dapat menghasilkan arus referensi, seperti ditunjukkan dalam Gambar 10.

Algoritma pengaturan i_d secara otomatis diuji melalui operasi transien dari mesin. Proses adaptasi arus i_d terhadap perubahan kecepatan diperlihatkan pada Gambar 11. Selama transien dari 0 sampai 0,4 detik, i_d diberikan oleh pengendali secara bertahap sampai kecepatan mendekati 160 rad/det. Ketika kecepatan motor bertambah, inverter mulai saturasi dan error antara aktual dan referensi dari arus dua fasa timbul, dan integrasi dari error ini menimbulkan arus i_d . Arus i_d

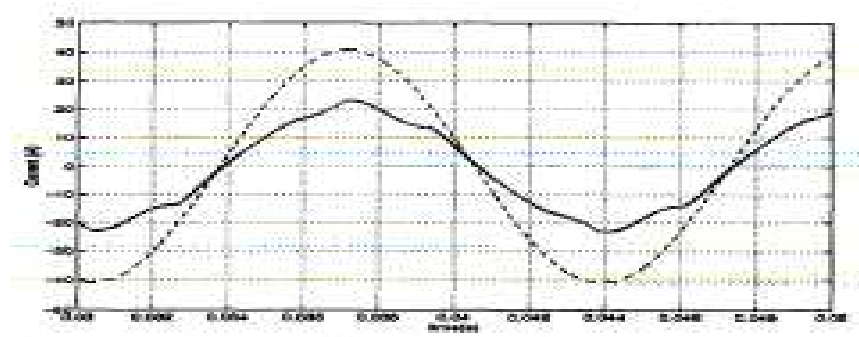
mencapai keadaan mantap ($i_d=0$) ketika kecepatan mencapai keadaan mantap. Gambar 12 memperlihatkan keadaan mantap dari arus aktual dan arus referensi pada kecepatan 160 rad/det dan torka beban 140 Nm. Tidak ada lagi error ketika kecepatan berkurang sampai nilai kecepatan dasar.

Dari 0,4 sampai 0,8 detik, arus i_d berkurang pada setiap pulsa switching, tetapi error antara referensi dan actual dari arus-arus dua fasa memaksa pengendali untuk menaikkan arus i_d kembali setelah setiap pulsa. Pada 0,8 detik, referensi kecepatan dikurangkan kecepatan motor berkurang secara bertahap sampai 120 rad/det dan pengendali dapat menurunkan arus i_d yang tidak diperlukan sampai 0 secara bertahap. Arus i_d membutuhkan 1,2 detik untuk mencapai 0.

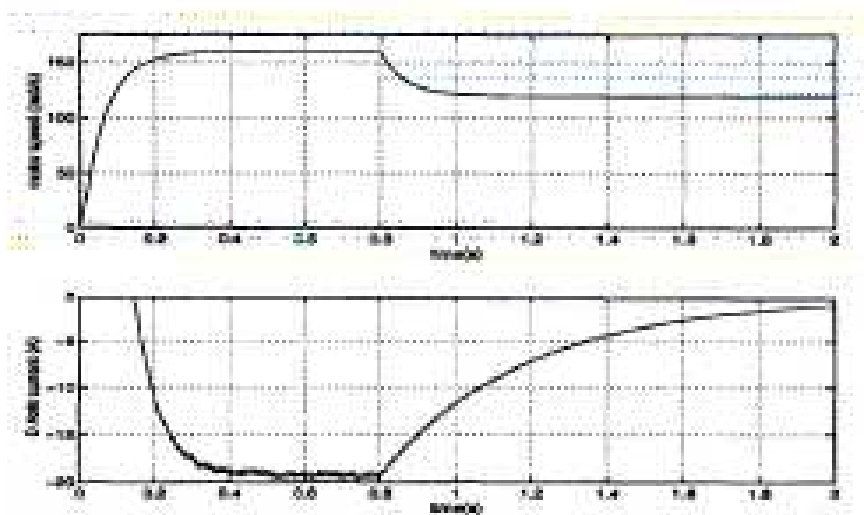
Torka yang dihasilkan motor untuk kondisi yang diberikan pada gambar 11 diperlihatkan pada gambar 13.



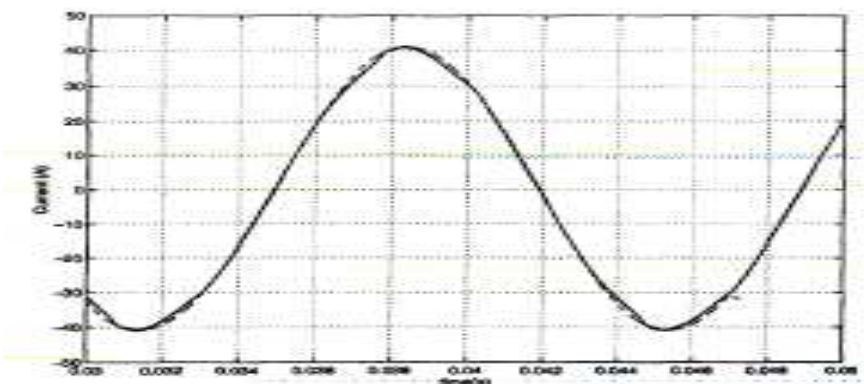
Gambar 9 . Arus referensi (garis putus-putus) dan arus aktual (garis padat) fasa a pada kecepatan 150 rad/det, torka beban 140 Nm, $i_d = 0$



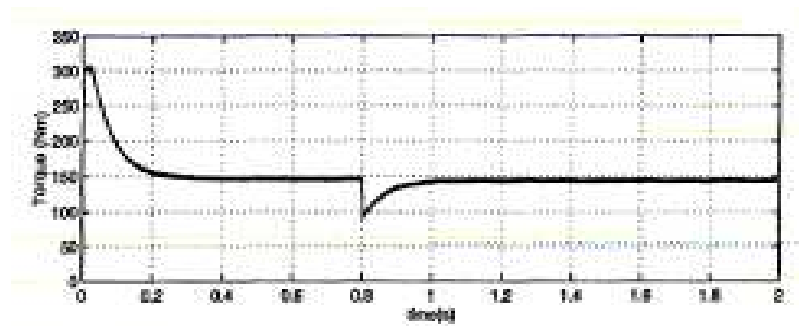
Gambar 10 . Arus referensi (garis putus-putus) dan arus aktual (garis padat) fasa a pada kecepatan 155 rad/det, torka beban 140 Nm, $i_d = 0$



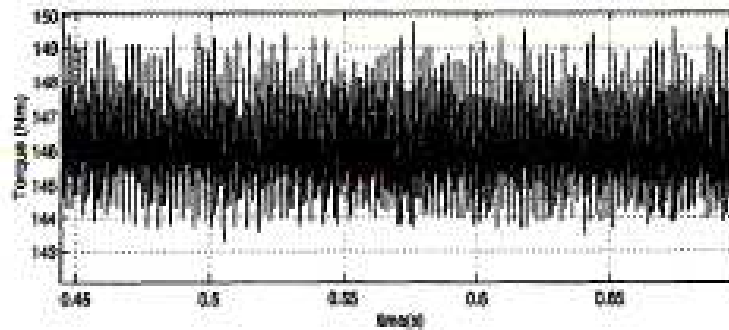
Gambar 11. Adaptasi arus sumbu d ketika kecepatan motor naik (0 detik – 0,4 detik) dan ketika turun (0,8 detik – 1,2 detik) dengan torka beban 140 Nm



Gambar 12 . Arus referensi (garis putus-putus) dan arus aktual (garis padat) fasa a pada kecepatan 160 rad/det, torka beban 140 Nm, $i_d = 0$

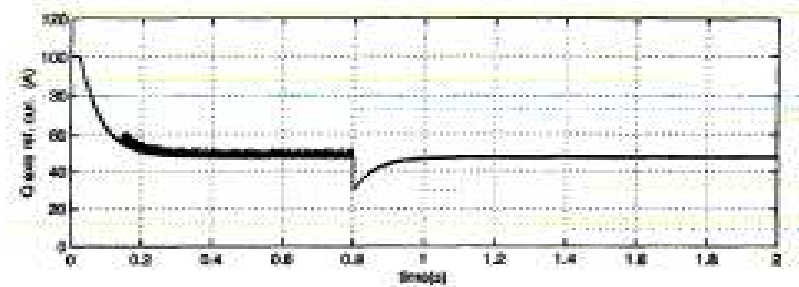


(a)

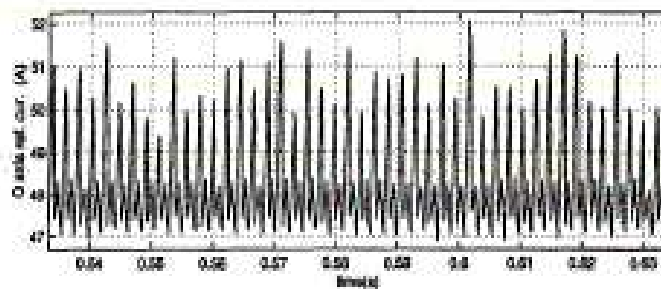


(b)

Gambar 13. Torque yang dihasilkan motor ketika kecepatan naik (0 – 0,4 det) dan turun (0,8 – 1,2 det). (a) kurva keseluruhan, (b) perbesaran kurva untuk interval 0,45 – 0,7 detik.



(a)



(b)

Gambar 14. Arus i_q ketika kecepatan motor naik (0 det– 0,4 det) dan turun (0,8 det – 1,2 det). (a) kurva keseluruhan, (b) perbesaran kurva untuk interval 0,54 – 0,63

5. Kesimpulan

Operasi MSMP pada daerah field weakening merupakan operasi motor dalam kondisi daya konstan. Pengaturan MSMP di daerah field weakening dilakukan dengan membuat arus sumbu d menjadi negatif.

Untuk mendapat arus sumbu d negatif banyak algoritma yang dapat dilakukan untuk kendali flux weakening, salah satunya adalah *direct mode reference adaptive control* (DMRAC). Adaptif flux weakening dapat tetap menjaga inverter menjadi tak jenuh dengan mengendalikan arus sumbu negatif.

Skema adaptif flux weakening yang telah dikembangkan dapat untuk menentukan kuantitas yang tepat dari i_d pada sembarang kondisi operasi tanpa mengetahui torka beban, paramter motor atau inverter.

6. Daftar Pustaka

- Jahns, T.M., 1991, Control Technique for Improved High-Speed Performance of Interior PM Synchronous Motor Drives, *IEEE Transaction on Ind. Appl.*, Vol IA-27, No. 4, pp 997-1004.
- Kim, J.M., et.al., 1997, Speed Control of Interior Permanent Magnet PM Synchronous Motor Drives for the Flux Weakening Operation, *IEEE Transaction on Ind. Appl.*, Vol IA-33, No. 1, pp 43-48.
- Sepe, R.B., et.al., 1991, Real Time Adaptive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor, *IEEE Transaction on Industrial Application*, Vol. IA-27, No.4, pp.706-714.
- Sozer, Y., et.al., 1997, Direct Model Reference Adaptive Control of Permanent Magnet Brushless DC Motor, *IEEE International Conf. On Control Appl.*, Vol.1, pp.633-638.
- Sozer, Y., et.al., 1998, Adaptive Flux weakening Control of Permanent Magnet Synchronous Motors, *IEEE kode paper 0-7803-4943-1/98/\$10.00*.